

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

11 N° de publication :

**2 608 857**

(21) N° d' enregistrement national :

**86 17799**

51 Int Cl<sup>a</sup> : H 02 M 3/335.

12

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 19 décembre 1986.

**30** Priorité :

71 Demandeur(s) : SODILEC s.a. société anonyme. — FR.

43 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 25 du 24 juin 1988.

60 Références à d'autres documents nationaux appartenants :

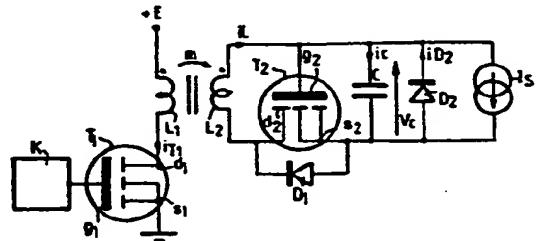
72 Inventeur(s) : François Forest ; Thierry Meynard.

**73 Titulaire(s) :**

74 Mandataire(s) : Cabinet Moutard.

54 Convertisseur continu-continu du type « forward » à commutation à courant nul et à fonctionnement en courants bidirectionnels.

57) Convertisseur continu-continu comprenant un transformateur dont le primaire  $L_1$  est couplé à une source  $+E$  par un transistor MOS  $T_1$ . Une diode  $D$ , et un second transistor MOS  $T_2$  en parallèle sont connectés en série avec un condensateur  $C$  et le secondaire  $L_2$ . Le second transistor MOS  $T_2$  est commandé directement par la tension aux bornes du condensateur  $C$ . Ce convertisseur, du type « forward », commute à zéro de courant tout en pouvant pratiquement fonctionner à fréquence constante.



FR 2 608 857 - A1

- 1 -

CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU DU TYPE "FORWARD" A COMMUTATION A COURANT NUL ET A FONCTIONNEMENT EN COURANTS BIDIRECTIONNELS.

L'invention vise à la réalisation d'un convertisseur continu-continu à faibles pertes de commutation aux fréquences élevées, qui soit de faible coût pour des puissances peu importantes, de l'ordre de la centaine de watts par exemple.

5

Elle concerne plus particulièrement un convertisseur comportant un transformateur de puissance dont l'enroulement primaire est couplé à une source de tension continue par un organe commutateur, tandis qu'un organe à conductibilité unidirectionnelle et un condensateur sont connectés en série avec l'enroulement secondaire du transformateur, ce convertisseur étant :

- d'une part, du type "forward", c'est-à-dire dans lequel 15 les polarités sont telles que cet organe à conductibilité unidirectionnelle soit conducteur lorsque l'organe de commutation est conducteur,
- d'autre part, dans lequel l'énergie est emmagasinée sous 20 forme magnétique en utilisant l'inductance de fuite du transformateur de puissance et sous forme électrique par le condensateur, qui constitue un circuit LC avec ladite inductance de fuite,

- enfin, dans lequel le circuit de commande de l'organe de commutation est agencé :

5 - d'une part, pour que l'organe de commutation soit passant pendant des cycles successifs séparés par des intervalles de temps et dont chacun se termine à un zéro de courant dudit organe de commutation,

10 - d'autre part, pour que le condensateur, dont la tension est unipolaire, se décharge dans la charge pendant des fractions prédéterminées desdits cycles et sans qu'une fraction de son énergie soit restituée à l'inductance de fuite (ce qui supprime une cause de dissipation).

15 La commutation à zéro de courant supprime les pertes de commutation, tandis que le caractère unipolaire de la tension aux bornes du condensateur supprime le risque d'instabilité du montage.

20 Un convertisseur du type qui vient d'être défini est notamment décrit dans US-A-4 415 959 déposé le 20 Mars 1981 au nom de Vinciarelli. Dans ce convertisseur, l'organe à conductibilité unidirectionnelle impose l'unidirectionnalité du courant dans les deux enroulements du transformateur 25 et la durée de charge du condensateur est  $\pi\sqrt{LC}$ , L étant l'inductance de fuite du transformateur. Cette durée est une fonction lentement variable du courant dans la charge et les caractéristiques de sortie tension-courant du dispositif sont finalement fortement dépendantes dudit courant dans la 30 charge ; d'où résultent un certain nombre d'inconvénients qui seront exposés plus complètement dans la suite.

L'invention se propose de s'affranchir de ces inconvénients et de réaliser un convertisseur continu-continu qui cumule 35 les avantages inhérents aux convertisseurs du type défini ci-dessus et ceux du convertisseur forward classique à commutation forcée au blocage, grâce à la bidirectionnalité du courant dans les deux enroulements du transformateur.

Le convertisseur suivant l'invention est principalement caractérisé par l'adjonction d'un second organe de commutation bidirectionnel - avantageusement un transistor MOS - connecté en série avec l'enroulement secondaire du transformateur et le condensateur et commandé directement par la tension aux bornes dudit condensateur.

D'autres caractéristiques, ainsi que les avantages de l'invention, apparaîtront clairement à la lumière de la 10 description ci-après.

Au dessin annexé :

15 La figure 1 est le schéma de principe d'un convertisseur conforme à un mode d'exécution préféré de l'invention ;

20 La figure 2 illustre les formes d'ondes en différents points du montage de la figure 1 ; et

La figure 3 représente les courbes caractéristiques de sortie d'un tel montage, comparées à celles du montage selon le brevet américain.

25 A la figure 1, on a représenté un convertisseur continu-continu du type "forward" comprenant :

- une source de tension continue  $+E$  ;
- un transformateur de puissance ayant un enroulement primaire  $L_1$  et un enroulement secondaire  $L_2$  ;
- 30 - un organe de commutation  $T_1$  en série avec  $L_1$  entre les deux bornes de la source ;
- un premier organe à conductibilité unidirectionnelle  $D_1$  en série avec  $L_2$  et orienté pour être passant en même temps que  $T_1$  ;
- 35 - un condensateur  $C$  en série avec  $L_2$  et  $D_1$  ;
- un puits de courant constant  $I_S$  ;

- un second organe à conductibilité unidirectionnelle  $D_2$  en parallèle sur  $C$  et orienté pour empêcher l'inversion de la tension aux bornes de  $C$  ( $L_1$  et  $L_2$  ayant les polarités relatives indiquées par les points et la tension  $V_C$  aux bornes du condensateur la polarité indiquée par la flèche,  $D_2$  devient conducteur dès que  $V_C$  s'annule, empêchant ainsi  $V_C$  de devenir négatif) ;
- un circuit de commande  $K$  de l'organe de commutation ;
- un second organe de commutation  $T_2$  en parallèle sur  $D_1$  et apte à être commandé par la tension  $V_C$  aux bornes de  $C$ .

Le transformateur de puissance est réalisé de manière telle que son inductance de fuite secondaire  $L$  soit petite vis-à-vis de la self du secondaire  $L_2$ .  $L$  est, par définition, une inductance fictive, égale à  $(L_1 L_2 - m^2)/L_1$ ,  $m$  étant l'inductance mutuelle entre  $L_1$  et  $L_2$ . Il doit être bien compris que des inductances réelles pourraient être ajoutées en série avec le primaire et/ou le secondaire : elles modifieraient alors la valeur de  $L$ .

20 Avantageusement,  $T_1$  est un transistor MOS ayant une grille  $g_1$ , une source  $s_1$  et un drain  $d_1$ . De même,  $T_2$  est un transistor MOS ayant une grille  $g_2$ , une source  $s_2$  et un drain  $d_2$ . La grille  $g_1$  est reliée au circuit de commande  $K$ , tandis que la grille  $g_2$  est reliée à la borne positive de  $C$ .

25  $D_1$  et  $D_2$  sont des diodes. Le puits de courant constant  $I_S$  peut en pratique être constitué par une inductance beaucoup plus grande que  $L$ , en série avec la charge aux bornes communes de  $C$  et de  $D_2$  et qui sera parcourue par un courant pratiquement constant pendant le cycle de transfert d'énergie du condensateur vers la charge.

30 A la figure 2, on a représenté en abscisses le temps  $t$  et en ordonnées :

35 en (a), le courant  $iT_1$  à travers  $T_1$  (sinusoïde) et la tension  $V_{T1}$  aux bornes de  $T_1$  ;

en (b), le courant  $i_L$  dans l'enroulement secondaire (sinusoïde) et le courant  $i_{D2}$  dans  $D_2$  ;

en (c), le courant  $i_C$  dans  $C$  et la tension  $V_C$  à ses bornes.

5

Pendant une première phase de fonctionnement qui part de l'instant  $t_0$  où le circuit de commande amorce  $T_1$ , on a une croissance linéaire de  $i_{T_1}$  et de  $i_L$  et une décroissance linéaire de  $i_{D2}$ . En effet, la tension induite au secondaire  $L_2$  polarise  $D_1$  dans le sens passant. La tension  $V_C$  reste nulle, car  $D_2$  est polarisée dans le sens passant et débite un courant  $i_{D2}$  égal à la différence entre  $I_S$  et  $i_L$ .

A l'instant  $t_1$ ,  $i_L$  est devenu égal à  $I_S$ , si bien que  $i_{D2}$  est nul et que  $D_2$  va se polariser en sens inverse.  $C$  commence alors à se charger.

A l'instant  $t_2$ ,  $V_C$  est chargé à une tension  $mE\sqrt{\frac{C}{L}}$ , le courant  $i_L$  atteint sa valeur maximum  $I_S + mE\sqrt{\frac{C}{L}}$ , tandis que 20 le courant  $i_{T_1}$  atteint sa valeur maximum  $mI_S + m^2E\sqrt{\frac{C}{L}}$ .

A l'instant  $t_3$ ,  $i_L$  devient inférieur à  $I_S$  et  $V_C$  atteint sa valeur maximum  $2mE$ . En outre  $i_C$  passe par zéro et change de signe.

25

A l'instant  $t_4$  où  $i_L$  s'est annulé et change de signe, il est évident que  $D_1$  ne peut plus conduire. Par contre,  $T_2$  peut conduire dès l'instant, compris entre  $t_2$  et  $t_4$ , où  $V_C$  est positive et supérieure à la tension de seuil  $V_{C0}$  de grille 30 du MOS. La conduction de  $T_2$  entre  $t_4$  et  $t_5$  permet le passage d'un courant  $i_L$  de signe inversé,  $t_5$  est l'instant où la tension  $V_C$  devient inférieure à  $V_{C0}$ .

La commande du blocage de  $T_1$  par le circuit  $K$  s'effectue 35 à l'instant du deuxième passage à zéro de  $i_{T_1}$ , qu'il est facile de faire coïncider avec  $t_5$ . L'expérience et le calcul montrent que la durée de conduction  $t_{CT_1}$  de  $T_1$  est

pratiquement indépendante de la valeur de  $I_S$ , ce qui permet d'utiliser une bascule monostable comme circuit de commande.

Le MOS  $T_1$  devra être choisi pour que sa diode parasite ne conduise pas de courant dans le sens inverse.

On notera que dans le montage décrit, le MOS  $T_1$  est utilisé en mode bidirectionnel ( $iT_1$  s'inverse à l'instant  $t_4$ ) si bien que tout problème de recouvrement avec sa diode parasite est supprimé.

Le MOS  $T_2$  n'augmente pas la complexité du circuit de commande, du fait qu'il ne nécessite aucune commande propre, sa commande s'effectuant par la tension aux bornes du condensateur, ou par un diviseur capacitif si la tension globale est trop élevée.

Ce montage combine les avantages du convertisseur forward classique à commutation forcée au blocage à ceux du dispositif du brevet américain cité, qui sont :

- absence de pertes au blocage dans le commutateur primaire  $T_1$ ,
- utilisation de l'inductance parasite de fuites,
- aucune surtension au blocage, ce qui est très avantageux dans le cas d'un découpage secteur,
- très faible perturbation de la commande de grille de  $T_1$  par la commutation.

En effet, comme le convertisseur forward classique, le montage décrit peut pratiquement fonctionner à fréquence constante.

Pour en expliquer la raison, on se référera à la figure 3 dans laquelle on a représenté les caractéristiques  $V_S/m_e$  ( $V_S$  étant la tension moyenne de sortie) en fonction de  $\frac{I_S}{m_e} \sqrt{\frac{C}{L}}$  ( $I_S$  étant le courant moyen de sortie) :

- en trait plein pour le montage décrit,
- en pointillés pour un montage du type décrit dans le brevet américain susvisé.

5 Les courbes 1 à 9 correspondent respectivement aux valeurs respectives 0,1 ; 0,2 ; 0,3 ; 0,4 ; 0,5 ; 0,6 ; 0,7 ; 0,8 et 0,9 du rapport  $f/f_0$ ,  $f$  étant la fréquence de commande.

On voit que, dans le montage antérieur, les caractéristiques 10 de sortie sont fortement dépendantes de  $I_S$ . En particulier, le fonctionnement à vide est impossible à obtenir. Pour réaliser une source d'alimentation à tension fixe et à courant compris entre 0 et  $I_n$ , il faut donc utiliser de grandes variations de la fréquence de commande.

15

Dans le montage décrit, les caractéristiques de sortie sont sensiblement horizontales. Il n'y a plus de problème de fonctionnement à vide et les variations de fréquence nécessaires au maintien d'une tension fixe de sortie sont très 20 faibles. Il en résulte que les problèmes d'asservissement du circuit de commande sont réduits, car les fonctions de transfert à utiliser sont proches de celles des alimentations classiques.

## Revendications

1. Convertisseur continu-continu comportant un transformateur de puissance dont l'enroulement primaire ( $L_1$ ) est couplé à une source de tension continue (+E) par un organe commutateur ( $T_1$ ), tandis qu'un organe à conductibilité unidirectionnelle ( $D_1$ ) et un condensateur (C) sont connectés en série avec l'enroulement secondaire du transformateur, ce convertisseur étant :

- d'une part, du type "forward", c'est-à-dire dans lequel 10 les polarités sont telles que cet organe à conductibilité unidirectionnelle soit conducteur lorsque l'organe de commutation est conducteur,

- d'autre part, dans lequel l'énergie est emmagasinée sous 15 forme magnétique en utilisant l'inductance de fuite (L) du transformateur de puissance et sous forme électrique par le condensateur, qui constitue un circuit LC avec ladite inductance de fuite,

20 - enfin, dans lequel le circuit de commande (K), de l'organe de commutation est agencé :

- d'une part, pour que l'organe de commutation soit passant pendant des cycles successifs séparés par des 25 intervalles de temps et dont chacun se termine à zéro de courant dudit organe de commutation,

- d'autre part, pour que le condensateur dont la tension est unipolaire se décharge dans la charge pendant des 30 fractions prédéterminées desdits cycles et sans qu'une fraction de son énergie soit restituée à l'inductance de fuite (ce qui supprime une cause de dissipation),

caractérisé par un second organe de commutation bidirectionnel ( $T_2$ ) connecté en série avec l'enroulement secondaire

(L<sub>2</sub>) du transformateur et le condensateur (C) et commandé directement par la tension aux bornes dudit condensateur.

2. Convertisseur selon la revendication 1,  
5 caractérisé en ce que ledit second organe de commutation bidirectionnel est un transistor MOS (T<sub>2</sub>) connecté en parallèle sur le premier organe à conductibilité unidirectionnelle (D<sub>1</sub>) et dont la grille (g<sub>2</sub>) est reliée audit condensateur (C).

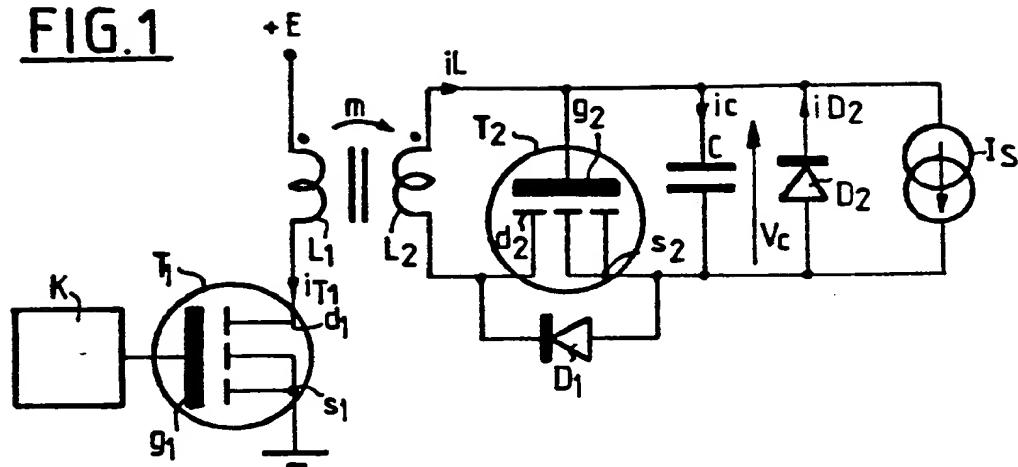
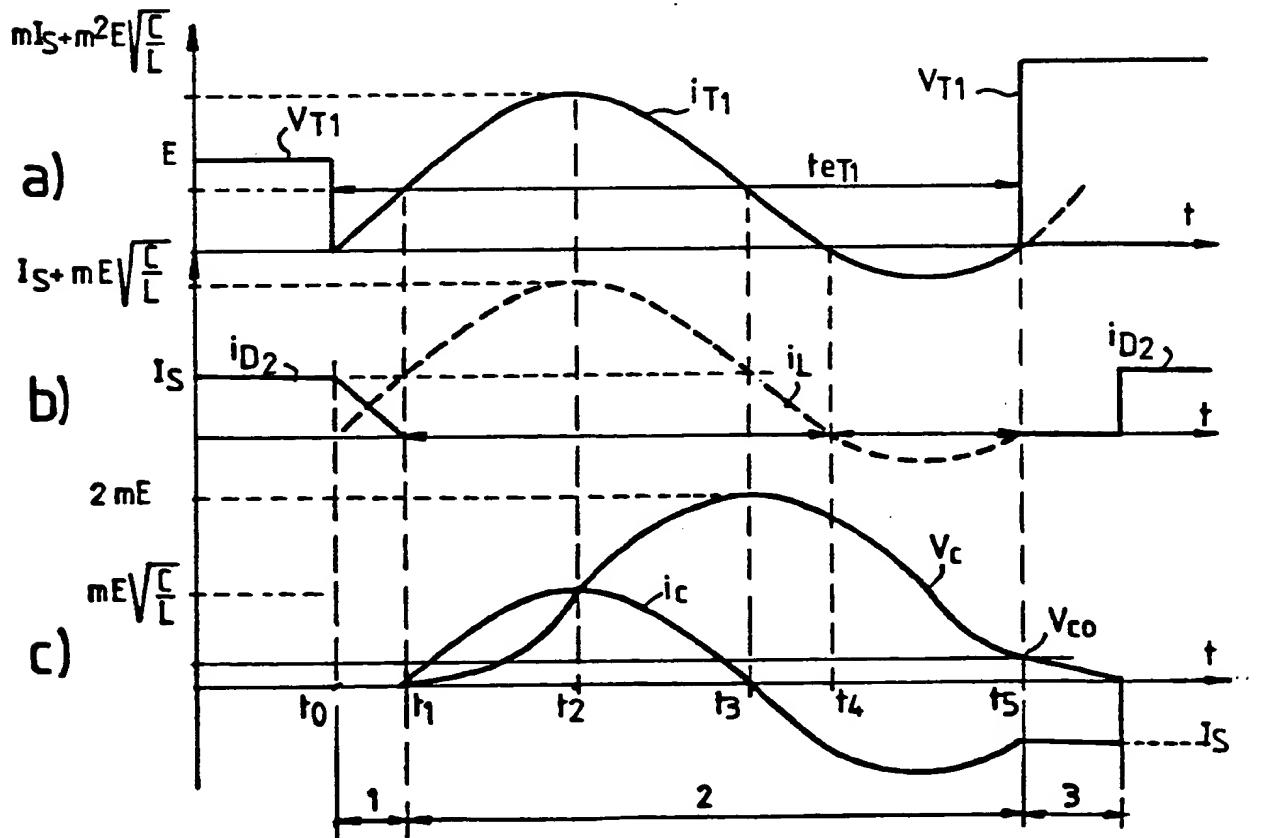
10

3. Convertisseur selon la revendication 1 ou 2,  
caractérisé par un second organe à conductibilité unidirectionnelle (D<sub>2</sub>) connecté en parallèle sur le condensateur (C) et orienté pour empêcher l'inversion de la tension aux 15 bornes du condensateur.

4. Convertisseur selon la revendication 3,  
caractérisé par un puits de courant constant (I<sub>S</sub>) comprenant une inductance de valeur beaucoup plus grande que ladite 20 inductance de fuite, et connecté en série avec la charge aux bornes communes du condensateur (C) et du second organe à conductibilité unidirectionnelle (D<sub>2</sub>).

5. Convertisseur selon l'une des revendications 1 à 4,  
25 caractérisé en ce que le premier organe de commutation bidirectionnel est un transistor MOS (T<sub>1</sub>).

1 / 2

FIG.1FIG. 2

2608857

2 / 2

FIG.3

